

7

Patent/Publication Number: JP9330565A  
Application Number: JP1996148916A  
Date Filed: 19960611  
Title: DIGITAL MAGNETIC RECORDING/REPRODUCING APPARATUS  
Publication Date: 19971222

[INVENTOR]

Name: KOBAYASHI NAOYA

City: Country:

Name: UMEMOTO MASUO

City: Country:

Name: SAWAGUCHI HIDEKI

City: Country:

Name: SATO NAOKI

City: Country:

[ASSIGNEE]

Name: HITACHI LTD

City: Country:

[FOREIGN PRIORITY]

Country: JP

Date Filed: 19960611

Application No.: JP1996148916A

Intl. Class: G11B000509

Intl. Class: G11B002010

[ABSTRACT]

PROBLEM TO BE SOLVED: To compensate for degrading of reproduction characteristic associated with non-linear distortion and changes in level by outputting a reference signal for metric computation and a level change component to remove a level conversion component on the input side of an A/D converter for preventing the saturation of a range. SOLUTION: An expected value of a level change component outputted from a non-linear distortion/TA compensation circuit 34 is converted by a D/A converter 35 and the resulting analog signal is subtracted from an output signal of an LPF17 to eliminate a level change of a signal inputted into an A/D converter 18. A compensation circuit 34 inputs a reproduction signal outputted from a magnetic channel PR equalization part 19 through a delay circuit 33 and a revived pass obtained from a maximum likelihood decoding section 30 to determine an expected value, which is outputted to the maximum likelihood decoding section 30. The maximum likelihood decoding section 30 uses the expected value obtained to calculate a branch metric and then, performs a maximum likelihood decoding. COPYRIGHT:

(C) 1997, JPO&Japio

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-330565

(43) 公開日 平成9年(1997)12月22日

(51) Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
G 1 1 B 20/10	3 2 1	7736-5D	G 1 1 B 20/10	3 2 1 A
5/09	3 2 1		5/09	3 2 1 A

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平8-148916

(22) 出願日 平成8年(1996)6月11日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 小林 直哉

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 梅本 益雄

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 澤口 秀樹

東京都国分寺市東恋ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

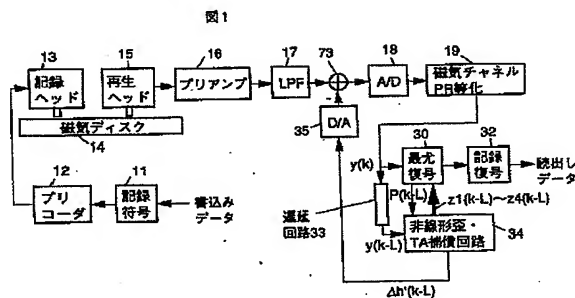
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル磁気記録再生装置

(57) 【要約】

【課題】非線形歪及びレベル変動 (T A) に起因する再生特性の劣化を補償し、かつ大きなレベル変動にも安定に動作するデジタル磁気記録再生装置を提供する。

【解決手段】再生信号と理想等化出力との誤差信号を生き残りバスによって分類し、これを平均化する手段と、それにより得られた信号を補正し、非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号と、レベル変動成分とをそれぞれ出力する手段から構成される非線形歪・T A 補償手段を設け、前記非線形歪・T A 補償手段により抽出されたレベル変動成分の期待値をD/A変換する手段とD/A変換によるアナログのレベル変動成分期待値を、再生側A/D変換手段の入力側で、再生ヘッド出力のプリアンプ、L P F 通過後の信号から差し引く手段を設ける。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】入力デジタル信号を記録符号化する手段と、前記符号をブリコードする手段と、前記ブリコード出力信号を記録媒体に記録し、記録した信号を再生する記録再生手段と、前記記録再生手段からのアナログ信号を増幅する手段と、前記増幅手段の出力信号の不要雑音を除去する手段と、前記不要雑音が除去されたアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、前記デジタル信号をパーシャルレスポンス応答波形に等化するPR等化手段と、前記PR等化手段により得られた再生信号を用いて最尤復号を行う手段と、前記最尤復号手段により得られた結果を記録復号化してもとのデータを復元する手段とで構成されるデジタル記録再生装置において、前記等化出力を一定時間遅延させる遅延手段と、非線形歪・TA補償手段を設け、前記非線形歪・TA補償手段より出力されたレベル変動成分の期待値をアナログ信号に変換するD/A変換手段と、前記アナログ信号を、前記A/D変換手段の入力側で、前記不要雑音の除去されたアナログ信号から差し引く手段を設け、また一方において前記非線形歪・TA補償手段より非線形歪成分の期待値を含んだ再生信号を前記最尤復号手段に出力し、前記最尤復号手段はこれを基準信号としてメトリック演算を行うことを特徴とするデジタル磁気記録再生装置。

【請求項2】請求項1に記載された非線形歪・TA補償手段において、前記最尤復号手段より得られた生き残りバス情報及びこれに対応する、前記遅延手段により一定時間遅延された再生信号を入力し、前記生き残りバス情報と再生信号を用いて、理想等化出力を求める手段、前記再生信号と理想等化出力との誤差を求め、これを前記生き残りバスによって分類する手段、前記の分類された信号をそれぞれ平均化する手段、前記平均化手段により得られた信号を用いて、非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号と、レベル変動成分とをそれぞれ出力する手段とで構成したことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

【請求項3】請求項2に記載された非線形歪・TA補償手段において、前記平均化手段により得られた信号の各出力にそれぞれ対応する前記理想等化出力を加算することでメトリック演算のための基準信号を得るようにしたことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

【請求項4】請求項2に記載された非線形歪・TA補償手段において、前記理想等化出力の最大レベルに相当する信号の平均化出力に適当な重み付け係数を乗じること、前記理想等化出力の中間レベルに含まれる非線形歪の平均的な大きさを補間演算する手段を設け、それぞれ対応する前記理想等化出力を加算することでメトリック演算のための基準信号を得るようにしたことを特徴とす

る非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

【請求項5】請求項2において、前記再生信号と理想等化出力との誤差信号を平均化し、これをレベル変動成分として出力する手段のみで構成したことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

10 【発明の属する技術分野】本発明は、高密度記録に適する磁気ディスク装置等のデジタル磁気記録再生装置に関する。

【0002】

【従来の技術】磁気ディスク装置等の高密度記録を実現する方式として近年、PR4ML (Partial Response class 4 Maximum Likelihood)に基づく信号処理技術の適用が盛んに検討されており、LSIとして実用化されるようになった。PR4ML方式は周知のようにPR4等化されたチャンネルにおいて生じる既知の符号間干渉を利用し、その相関関係より2状態ビタビ復号による最尤復号を行うものである。

【0003】最近では、PR4MLよりも更に高密度記録が可能な次世代デジタル磁気記録信号処理方式として、EPR4 (Extended Partial Response Class 4)、EEPR4 (Extended EPR4)等の各種PR等化方式が注目され、LSI試作による実用化への検討が行われている。これらのPRチャンネルは、PR4チャンネルと比べて信号間の最小ユークリッド距離が大きくなるために、最尤復号に際して等化信号系列の雑音に対する余裕度が高くなり、復号誤り率特性が改善される。その半面、PR4MLよりもチャンネル状態数が増え(EPR4で8、EEPR4で16)、復号の処理が複雑になるが、最近の急速なLSIプロセス技術の進歩により、この程度の複雑さはさほど問題とはならなくなってきている。

【0004】EPR4、EEPR4等化による信号の多値化(EPR4で5、EEPR4で7)に伴い、等化波形に存在する上下非対称性などの非線形歪が無視できない問題となってくる。また、TA (Thermal Asperity: サーマルアスぺリティ)による低周波のレベル変動は、これら多値PR等化特性に深刻な影響を及ぼす。波形の上下非対称性は、磁気記録再生装置において、再生ヘッドに磁気抵抗効果を利用したMR (Magnetoresistive)ヘッドを用いる際に生じる。

【0005】図10に上下非対称性発生の概念を示す。MR再生ヘッドでは、磁界の変化を電圧変動に変換する。理想的には、この変換特性は線形に行われるべきであるが、実際のMR再生ヘッドでは、図10に示すように、磁界の変化に対して非直線的な変換を行うため、再生波形に非線形歪を生じ、+側と-側とで異なる振幅

(それぞれ  $A_u$ ,  $A_d$ ) になる。このような信号に線形な PR 等化を行っても、非線形成分は等化されず、符号間干渉として残ることになる。この符号間干渉は、高密度記録になるほど大きくなり、再生特性を著しく劣化させる。

【0006】一方、TA は、磁気ヘッドとディスク間の狭スペーシングにより、ディスクの微小突起部分で磁気ヘッドが接触し、信号レベルが図5のように変動する現象である。TA の大きさは、信号振幅と同程度に達することがあり、A/D (Analogue to Digital) 変換器入力レンジの飽和や信号の識別誤り等、再生特性に致命的な影響を与える可能性がある。

【0007】デジタル磁気記録再生装置において、再生信号中のこうしたレベル変動や非線形歪による特性劣化とともに補償する技術は、あまり検討されていない。一方、光ディスクを用いたデジタル記録再生装置では、再生信号のレベル変動に対する特性劣化を補償する従来技術として、文献“相変化光ディスクに適した PRML 信号処理方式の検討”，1995年電子情報通信学会エレクトロニクスサイエティ大会，C-348 に記述されている方式がある。

【0008】相変化光ディスク記録再生装置では、記録用レーザ及び再生用レーザから照射されるレーザビームのデフォーカスやディスクの反射率変動、レーザパワーの揺らぎ等により、再生信号のレベルが時間的に低周波変動する。このレベル変動による再生特性の劣化を防止するために、レベル変動検出回路を設けている。その原理は、最尤復号後の生き残りバスから実際の記録再生系の応答期待値を求め、この期待値を最尤復号に用いることで、前記期待値と実際の再生信号の検出値との差を小さくするものである。

【0009】図2に、従来方式によるレベル変動検出回路付きの相変化光ディスク記録再生装置の構成を示す。

【0010】書き込みデータは (1, 7) RLL 記録符号部21で記録符号化され、ブリコダ22で NRZI (Non Return to Zero Inverted) にブリコードされる。上記ブリコード出力は記録用レーザ23により、相変化光ディスク24に記録される。すなわち、ブリコード出力レベル (0 または 1) に応じてレーザ光のパワーを調整させることで相変化を形成し、記録ビットとして媒体上にデータを書き込む。

【0011】一方、再生側では、再生用レーザ24にて、書き込まれたビットにレーザ光を照射し、その反射強度でデータの判別を行う。すなわち、レーザ光の反射強度を電気的な信号に変換する。変換された出力はブリアンプ26で適当な振幅に増幅され、LPF (Low Pass Filter) 27で不要な雑音成分が除去された後、A/D 変換器28でアナログ信号からデジタル信号に変換される。デジタル変換された信号は、タイミング制御 (ここでは表示していない) 等により、PR 等化に適し

たタイミングでサンプル値が得られるように制御される。以後の説明では、タイミング制御は最適になされているものとする。

【0012】前記デジタル信号は、サンプル間隔  $T$  毎のサンプル値系列として光チャネル PR (1, 2, 1) 等化部29に入力され、よく知られたトランスバーサル型のデジタルフィルタで所望のインパルス応答が得られるように信号処理が行われる。ここでは、インパルス応答として図6に示すような PR (1, 2, 1) に等化される。ここで、PR (1, 2, 1) とは、PR 等化出力としてのインパルス応答系列が、サンプル間隔  $T$  毎に信号振幅として  $\dots 0, 1, 2, 1, 0, \dots$  となるような等化チャネルを意味する。

【0013】PR チャネルの状態は 00, 01, 10, 11 の4通りであり、PR (1, 2, 1) 等化出力は 0, 1, 3, 4 の4値を取る (チャネル構造の詳細については後で図6を用いて説明する)。等化出力  $y_k$  は最尤復号部30に入力され、ビタビ復号がなされ、復号結果は記録復号部32で読出しデータに変換、出力される。

【0014】ここで、最尤復号部30では、レベル変動検出回路31を設けており、最尤復号と連動させている。すなわち、レベル変動検出回路31では、最尤復号部30より最尤復号後の時刻 ( $k-L$ ) における生き残りバス  $P(k-L)$  及びこれに対応する再生信号  $y(k-L)$  を入力し、これらを用いて後に具体的に述べる手法により実際の記録再生系の同時刻における応答期待値  $y_1'(k-L) \sim y_6'(k-L)$  を求め、この応答期待値を最尤復号部30に出力する。ここで、 $L$  は最尤復号部30において、トレースバック処理によって生じるバスメモリ長分の遅延時間であり、前記再生信号  $y(k-L)$  は前記遅延時間を有する遅延回路33を介することで得られる。最尤復号部30はこれらの期待値  $y_1'(k-L) \sim y_6'(k-L)$  を最尤復号に用いることで、前記期待値と実際の再生信号の検出値との差を小さくし、相関のないガウス雑音のみに対して最尤復号を行えるようにしている。

【0015】図3にレベル変動検出回路31の詳細な構成を示す。図において、生き残りバス  $P(k-L)$  と、これに対応した再生信号 (実際の等化出力)  $y(k-L)$  が最尤復号部30より入力されると、上記再生信号  $y(k-L)$  は、セレクト回路311において上記生き残りバス  $P(k-L)$  により6つの出力  $y_1(k-L) \sim y_6(k-L)$  に分類され、それぞれメモリ回路312内シフトレジスタ312a $\sim$ 312fに入力される。

【0016】再生信号は、図4のトレリス線図に示すように、6本のバス (図中バス1 $\sim$ バス6と表示) に応じた6つの値  $y_1(k-L) \sim y_6(k-L)$  (各々の理想値は 0, 1, 1, 3, 3, 4) のそれぞれに対応するよう分類される。図4において、S0 $\sim$ S3はチャネルの状

態を表し、それぞれ00, 01, 10, 11に対応する。チャンネルの入力値(0または1)によってPR等化出力の理想値は図に示すように4値(0, 1, 3, 4)のいずれかを取る。ここでは(1, 7)RLL符号を記録符号に用いているので、状態S1及びS2からの遷移パスは1本ずつとなっている。よって、図4のトレリス線図では、遷移パスの総数は6本である。

【0017】例えば、最尤復号(トレースバック)後の生き残りパスP(k-L)がパス3(図4において太線で表示)の場合、これに対応する再生信号は $y_3(k-L)$ として、セレクト回路311によりシフトレジスタ312cに入力される。

【0018】このようにして、各パスに対応した再生信号の値が逐次分類され、各々のシフトレジスタに入力される。上記シフトレジスタの各遅延素子に記憶されている時刻(k-L)以前の全ての再生信号は、代表値演算回路313に入力され、そこで期待値が算出される。

【0019】すなわち、代表値演算回路313aではメモリ回路312aに記憶されている全再生信号の加算平均を取ることによって時刻(k-L)における再生信号の期待値 $y_1'(k-L)$ を算出し、代表値演算回路313bではメモリ回路312bに記憶されている全再生信号の加算平均を取ることによって時刻(k-L)における再生信号の期待値 $y_2'(k-L)$ を算出し、以下同様にして期待値 $y_6'(k-L)$ までが並列に演算される。

【0020】上記代表値演算回路313で再生信号系列の期待値を求めることにより、信号に含まれている相関のない雑音成分は平均化されて0となり、再生信号の理想値と相関のあるレベル変動成分のみが平均値として残る。よって、これら平均値 $y_1'(k-L) \sim y_6'(k-L)$ が、図4に示すトレリス線図のパス1～パス6に対応した、レベル変動成分のある再生信号の推定値となる。

【0021】最尤復号部30では上記PR等化部の出力 $y_k$ 及び応答期待値 $y_1'(k-L) \sim y_6'(k-L)$ を入力し、復号処理を行う。具体的には、PR等化部の出力信号から、上記応答期待値 $y_1'(k-L) \sim y_6'(k-L)$ に対するブランチメトリックを計算し、これに基づいて最も確からしい信号系列推定を行う。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術によるデジタル相変化光ディスク記録再生装置により、レベル変動による特性劣化を補償することができる。ところがこの技術をデジタル磁気記録再生装置にそのまま適用することは困難である。

【0023】デジタル磁気記録再生装置におけるレベル変動は、TAに起因しており、相変化光ディスク記録再生装置における場合とは性質が異なる。光ディスクの場合は、レーザ光ヘッドとディスクとが非接触であり、補償すべきレベル変動は比較的小さい。一方TAは、磁

気ヘッドとディスクの微小突起部分で磁気ヘッドが接触し、信号レベルが変動する現象であり、その大きさは信号振幅と同程度に達することがある。従って、デジタル磁気記録再生装置ではレベル変動の補償に対する要求仕様が光ディスク装置よりも厳しく、より大きな変動を補償する必要がある。ところが従来技術では、再生信号のレベルが大きく(識別判定を誤るほど)変動すると、再生側のA/Dレンジが飽和してしまい、安定な再生処理を行えなくなる。

【0024】また、デジタル磁気記録再生装置には再生波形に上下非対称性などの非線形歪が存在することがある。前述のように波形の上下非対称性は、磁気記録再生装置において、再生ヘッドに磁気抵抗効果を利用したMRヘッドを用いる際に生じ(図10)、+側と-側とで異なる振幅になる。これは磁気記録再生装置に特有の現象であり、レベル変動と併せて、非線形歪をも補償することが必要である。

【0025】本発明は、従来技術の有する上記問題点に鑑み、TAによるレベル変動及び波形の上下非対称性による非線形歪に起因する復号誤り率特性の劣化とともに補償し、かつ大きなレベル変動が生じた場合にも安定に動作するデジタル磁気記録再生装置を提供する。

【0026】

【課題を解決するための手段】従来技術における上記問題点を解決するために、本発明では、再生信号と理想等化出力との誤差信号を生き残りパスによって分類し、これをそれぞれ平均化する手段、及び前記手段により得られた信号を補正し、非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号と、レベル変動成分とをそれぞれ出力する手段から構成される非線形歪・TA補償手段を設ける。また、前記非線形歪・レベル変動検出手段により得られたレベル変動成分の期待値をD/A(Digital to Analogue)変換する手段、前記D/Aによるアナログのレベル変動成分期待値を、再生側A/D変換手段の入力側で、再生ヘッド出力のブリアンプ、LPF(Low Pass Filter)通過後の信号から差し引く手段を設ける。

【0027】本発明では、非線形歪・TA補償手段により、再生信号と理想等化出力との誤差を生き残りパスによって分類し、これを平均化する手段、及び前記手段により得られた信号を補正し、非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号と、レベル変動成分とをそれぞれ出力する。また、前記レベル変動成分をD/A変換する手段、前記D/Aによるアナログのレベル変動成分期待値を再生側A/D変換手段の前段で、再生ヘッド出力のブリアンプ、LPF通過後の信号から差し引く手段により、A/D変換器の入力側でレベル変動成分を除去することができ、大きなレベル変動が生じてレンジの飽和を防止することが可能となる。最尤復号は前記基準信号を用いて非線形歪を考慮したブランチメトリックを計算し、最も確からしい系列推定処理を行うことができ

る。

【0028】

【発明の実施の形態】図1は、本発明の第1実施例によるデジタル記録再生装置の全体構成である。図において、ユーザの書き込みデータ(0, 1)系列は記録符号11により記録符号化される。記録符号11は、(1, 7) RLL符号、8-9変換符号などが適用できるが、ここでは(1, 7) RLL符号を例に説明する。

【0029】前記記録符号化された系列はブリコダ12でNRZIにブリコードされる。ブリコードされた系列は、記録ヘッド13により磁気ディスク14上に記録される。一方、再生側では磁気ディスク14に磁化の向きとして記録されたデータを再生ヘッド15により再生信号に変換し、ブリアンプ16で増幅された後LPF17で不要雑音成分が取り除かれる。本実施例では、アナログ加算器73、D/A変換器35を設け、これらにより、A/D変換器18の入力側でLPF17の出力信号からレベル変動成分の期待値を消去する構成となっている。

【0030】すなわち、非線形歪・TA補償回路34より出力されたレベル変動成分の期待値(デジタル信号)を、D/A変換器35でアナログ信号に変換し、前記アナログ信号をLPF17の出力信号からアナログ加算器73を用いて差し引くことで、A/D変換器18に入力される信号のレベル変動をなくすようにしている。

【0031】このようにしてレベル変動のない(非線形歪みは存在)A/D変換器入力信号は出力側でデジタル信号に変換され、磁気チャネルPR等化部19で磁気再生特性に整合した波形整形がなされ、再生信号 $y(k)$ を得る。

【0032】ここで、磁気チャネルPR等化部19では例えば、図11に示すトレリス線図で表わされるEPR4チャネルに等化を行う。ここでS0, S1, S3, S4, S6, S7はそれぞれ、EPR4チャネルの状態(---), (---+), (-++), (+--), (+++), (+++)を意味する。各遷移パスには、トレースバック後の生き残りバス $P(k-L)$ に対する再生信号 $y1(k-L) \sim y10(k-L)$ を、また、各状態にはチャネル入力(+1または-1、ここでは符号のみで表示)に対するEPR4の理想等化出力値(2, 1, 0, -1, -2)を遷移パスに対応して示してある。本実施例では、記録符号として(1, 7) RLL符号及びNRZIブリコダを仮定しているため、チャネル入力の連続的な変動(---, ---+)がない。よって、状態S2(-+-)及びS5(++-)への遷移がなく、実質的な状態数は本来の8から6に縮退している。

【0033】前記再生信号 $y(k)$ には非線形成分とガウス性の付加雑音が含まれている。最尤復号部30では、磁気チャネルPR等化部19より出力された前記再生信号 $y(k)$ と、非線形歪・TA補償回路34より出力された

期待値 $z1'(k-L) \sim z4'(k-L)$ を入力し、これらを用いてビタビ復号を行い、復号結果を記録復号部32に出力する。同時に、最尤復号により得られた時刻 $(k-L)$ における生き残りバス $P(k-L)$ を非線形歪・TA補償回路34に出力する。

【0034】一方、非線形歪・TA補償回路34は、バスメモリ長Lビット分の遅延時間を有する遅延回路33を介して磁気チャネルPR等化部19より出力された再生信号 $y(k-L)$ と、最尤復号部30より得られた前記生き残りバス $P(k-L)$ を入力し、期待値 $z1'(k-L) \sim z4'(k-L)$ を求め、最尤復号部30に出力する。最尤復号部30では、これらの期待値を用いてブランチメトリックを計算し、最尤復号を行う。本発明は、レベル変動成分をA/D変換器18の入力側であらかじめ除去している点が従来技術と異なっている。このため、大きなレベル変動が生じてA/D変換器18のレンジが飽和することがなく、常に安定して再生処理を行うことが可能となる。また、レベル変動成分は殆ど除去されているので、再生信号 $y(k)$ には主として非線形成分とガウス性の付加雑音が含まれることになる。よって、以下に述べるように、非線形歪を検出し、これを補償することができる。

【0035】図7に本発明の第1実施例による非線形歪・TA補償回路34の構成を示す。図において、非線形歪・TA補償回路34は、バスメモリ長Lビット分の遅延時間を有する遅延回路33を介して磁気チャネルPR等化部19より出力された再生信号 $y(k-L)$ と、最尤復号部30より得られた前記生き残りバス $P(k-L)$ を入力する。生き残りバス $P(k-L)$ は理想等化出力発生回路341に入力される。ここでは入力された前記生き残りバス $P(k-L)$ に対するPR等化理想出力値 $f$ を発生する。

【0036】例えば、図11において $P(k-L)$ が $y7(k-L)$ に対応するバスの場合、理想等化出力発生回路341は $f=0$ を出力する。理想等化出力発生回路341は、ROMにより容易に実現できる。本実施例では、図11より10本分の生き残りバス $P(k-L)$ を4ビットのアドレスとし、対応する理想等化出力値 $f(2, 1, 0, -1, -2)$ をROMに書き込んでおけばよい。

【0037】前記理想等化出力は、次に加算器315により前記再生信号 $y(k-L)$ との差が取られる。これにより、時刻 $(k-L)$ における再生信号の理想等化出力 $f$ に対する誤差 $\Delta h(k-L)$ が求まる。前記誤差 $\Delta h(k-L)$ はセレクト回路342により、前記生き残りバス $P(k-L)$ に応じた理想等化出力毎の信号に分類され、平均化回路343に入力される。

【0038】平均化回路343は複数個の平均化LPFで構成されるが、本実施例では5個である。ここでは、理想等化レベルが2, 1, 0, -1, -2に相当する誤

差成分をそれぞれ、平均化LPF1(343a)、平均化LPF2(343b)、平均化LPF3(343c)、平均化LPF4(343d)、平均化LPF5(343e)に入力するように分類する。

【0039】例えば、図11において $P(k-L)$ が $y_7(k-L)$ に対応するバスの場合、理想等化レベルは0であるから、誤差成分 $\Delta h(k-L)$ は平均化LPF3(343c)への信号としてセレクトされる。前記の分類された誤差成分 $\Delta h(k-L)$ は、平均化回路343にて、対応する平均化LPFによりそれぞれ期待値が算出される。平均化LPFは1次形のデジタルフィルタにより容易に実現できる。前記期待値の内、平均化LPF3(343c)の出力はレベル変動成分の期待値 $\Delta h'(k-L)$ と見なすことができる。実際、図10において、信号の振幅が小さい場合は上下非対称成分は無視できるほど小さいことがわかる。よって、本実施例では理想等化レベルが0の場合に対する非線形歪は十分小さく、TAによるレベル変動成分が支配的になる。

【0040】一方、非線形歪は平均化LPF1(343a)、平均化LPF2(343b)、平均化LPF4(343d)、平均化LPF5(343e)の各出力を用いて検出する。この検出信号は、レベル変動成分が十分消去された状態では、非線形歪成分が支配的であり、これを用いて理想等化出力レベルを補正し、ブランチメトリック演算の基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ を求める。基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ は、それぞれ理想等化出力レベル2, 1, -1, -2に平均化LPF1(343a)、平均化LPF2(343b)、平均化LPF4(343d)、平均化LPF5(343e)の各検出信号を加算する。

【0041】以上のようにして、レベル変動成分の期待値 $\Delta h'(k-L)$ とブランチメトリック演算の基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ が得られる。

【0042】前記のレベル変動成分期待値 $\Delta h'(k-L)$ は、理想等化出力 $f=0$ に対する誤差の集合平均であり、平均化LPF2(314b)により相関のないガウス性の雑音成分は平均化されて0となり、相関のあるレベル変動成分のみが期待値として残る。前記 $\Delta h'(k-L)$ は、図1のD/A変換器35に出力され、前記D/A変換器35のアナログ出力信号として、アナログ加算器73によりレベル変動成分がA/D変換器18の入力側で消去される。

【0043】図8に本発明の第2実施例による非線形歪・TA補償回路34の構成を示す。図において、非線形歪・TA補償回路34は、バスメモリ長Lビット分の遅延時間を有する遅延回路33を介して磁気チャネルPR等化部19より出力された再生信号 $y(k-L)$ と、最尤復号部30より得られた前記生き残りバス $P(k-L)$ を入力する。生き残りバス $P(k-L)$ は理想等化出力発生回路341に入力される。第1実施例と同様に、ここで

は入力された前記生き残りバス $P(k-L)$ に対するPR等化理想出力値 $f$ を発生する。

【0044】例えば、図11において $P(k-L)$ が $y_7(k-L)$ に対応するバスの場合、理想等化出力発生回路341は $f=0$ を出力する。前記理想等化出力は、次に加算器315により前記再生信号 $y(k-L)$ との差が取られる。これにより、時刻 $(k-L)$ における再生信号の理想等化出力 $f$ に対する誤差 $\Delta h(k-L)$ が求まる。前記誤差 $\Delta h(k-L)$ は第1実施例と同様にセクタ回路342により、前記生き残りバス $P(k-L)$ に応じた理想等化出力毎の信号に分類され、平均化回路314に入力される。

【0045】平均化回路314は複数個の平均化LPFで構成されるが、本実施例では3個である。本実施例では、理想等化レベルが2に相当する誤差成分を平均化LPF1(314a)、理想等化レベルが0に相当する誤差成分を平均化LPF2(314b)、理想等化レベルが-2に相当する誤差成分を平均化LPF3(314c)に入力するように分類する。

【0046】例えば、図11において $P(k-L)$ が $y_7(k-L)$ に対応するバスの場合、理想等化レベルは0であるから、誤差成分 $\Delta h(k-L)$ は平均化LPF2(314b)への信号としてセレクトされる。前記の分類された誤差成分 $\Delta h(k-L)$ は、平均化回路314にて、対応する平均化LPFによりそれぞれ期待値が算出される。

【0047】平均化LPFは1次形のデジタルフィルタにより容易に実現できる。前記期待値の内、平均化LPF2(314b)の出力はレベル変動成分の期待値 $\Delta h'(k-L)$ と見なすことができる。実際、図10において、信号の振幅が小さい場合は上下非対称成分は無視できるほど小さいことがわかる。よって、本実施例では理想等化レベルが0の場合に対する非線形歪は十分小さく、TAによるレベル変動成分が支配的になる。

【0048】一方、非線形歪は平均化LPF1(314a)及び平均化LPF3(314c)の出力を用いて検出する。この検出信号は、レベル変動成分が十分消去された状態では、非線形歪成分が支配的であり、これを用いて理想等化出力レベルを補正し、ブランチメトリック演算の基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ を求める。基準値 $z_1(k-L)$ 及び $z_4(k-L)$ については、それぞれ理想等化出力レベル2及び-2にLPF1(314a)及び平均化LPF3(314c)の検出信号を加算する。基準値 $z_2(k-L)$ 及び $z_3(k-L)$ については、それぞれ理想等化出力レベル1及び-1にLPF1(314a)及び平均化LPF2(314b)の検出信号を0.5倍したものを加算する。

【0049】理想等化出力が $\pm 1$ のレベルにおいても非線形歪は存在するが、これは近似的に理想等化出力が $\pm 2$ のレベルに存在する非線形歪の半分程度と考えてよい。よって、本実施例ではLPF1(314a)及び平均



化LPF 3 (314c)の検出信号を0.5倍することで、理想等化出力が±1のレベルに存在する非線形歪を補間演算している。この補間演算により、第1実施例に比べて平均化LPFの個数を60%に削減することができる。

【0050】以上のようにして、レベル変動成分の期待値 $\Delta h'(k-L)$ とブランチメトリック演算の基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ が得られる。

【0051】前記のレベル変動成分期待値 $\Delta h'(k-L)$ は、理想等化出力 $f=0$ に対する誤差の集合平均であり、平均化LPF 2 (314b)により相関のないガウス性の雑音成分は平均化されて0となり、相関のあるレベル変動成分のみが期待値として残る。前記 $\Delta h'(k-L)$ は、図1のD/A変換器35に出力され、前記D/A変換器35のアナログ出力信号として、アナログ加算器73によりレベル変動成分がA/D変換器18の入力側で消去される。

【0052】図9に、本発明の第3実施例による非線形歪・TA補償回路34の構成を示す。本実施例は、波形の上下非対称性が無視できるほど小さい場合に適用可能である。第1実施例と同様に、非線形歪・TA補償回路34は、バスメモリ長Lビット分の遅延時間を有する遅延回路33を介してPR等化出力29より出力された再生信号 $y(k-L)$ と、最尤復号部30より得られた前記生き残りバスP(k-L)を入力する。生き残りバスP(k-L)は理想等化出力発生回路341に入力され、前記生き残りバスP(k-L)に対するPR等化理想出力値 $f$ を発生する。

【0053】前記理想等化出力 $f$ は、次に加算器315により前記再生信号 $y(k-L)$ との差が取られる。これにより、時刻(k-L)における再生信号の理想等化出力 $f$ に対する誤差 $\Delta h(k-L)$ が求まる。前記誤差 $\Delta h(k-L)$ は平均化LPF (314b)により、レベル変動成分の期待値 $\Delta h'(k-L)$ として出力される。この場合は非線形歪が無視できるほど小さいので、レベル変動成分の期待値を算出するのに全理想等化出力に対する誤差を平均してよい。

【0054】前記 $\Delta h'(k-L)$ は、図1のD/A変換器35に出力され、前記D/A変換器35のアナログ出力信号として、アナログ加算器73によりレベル変動成分がA/D変換器18の入力側で消去される。

【0055】本実施例は、非線形歪が問題とならない場合の構成であるので、ブランチメトリック演算の基準値 $z_1(k-L) \sim z_4(k-L)$ を求める回路は不要であり、最尤復号部30 (図1)に出力する必要がない。よって、最尤復号部30では理想等化出力レベル(ここでは2, 1, 0, -1, -2)を基準としてブランチメトリックを演算すればよい。

【0056】このように本実施例の非線形歪・TA補償回路34は、非線形歪が無視できるほど小さい場合に有

効であり、実質的にはレベル変動成分のみを検出してこれを補償するものであるが、非常に簡易な構成で実現できる。

【0057】以上に述べた本発明の非線形歪・TA補償回路34により、再生信号のレベル変動をA/Dの入力側で消去し、大きなレベル変動に対しても安定した再生処理を行うと同時に、最尤復号部は前記基準信号を用いて非線形歪を考慮したブランチメトリックを計算し、最も確からしい系列推定処理を行うことが可能となる。本発明は、EPR4チャネル及び(1, 7)RLLを例に述べたが、EPR4, PR(1, 1, 0, -1, -1)等任意のPRチャネル及び任意の記録符号に適用可能である。

【0058】

【発明の効果】以上述べたように、本発明の非線形歪・TA補償回路により、非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号と、レベル変動成分とをそれぞれ出力し、前記レベル変動成分をA/D変換器の入力側で除去することにより、レンジの飽和を防止することが可能となる。最尤復号は前記基準信号を用いて非線形歪を考慮したブランチメトリックを計算し、最も確からしい系列推定処理を行うことができる。

【0059】非線形歪が無視できるほど小さい場合には、前記非線形歪・TA補償手段を、前記再生信号と理想等化出力との全ての誤差信号を平均化し、これをレベル変動成分として出力する手段で構成することにより、非常に簡易な構成でレベル変動成分の期待値を前記A/D変換器の入力側で除去することができる。

【0060】従って、本発明は非線形歪(波形の上下非対称性)及びレベル変動(TA)に起因する再生特性の劣化とともに補償でき、高信頼性のデジタル磁気記録再生装置を提供できる。本発明は、任意のPRチャネル及び記録符号に適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例におけるデジタル記録再生装置の全体構成を示すブロック図。

【図2】従来技術によるデジタル相変化光ディスク記録再生装置の全体構成を示すブロック図。

【図3】従来技術におけるデジタル相変化光ディスク記録再生装置のレベル変動検出回路の構成図。

【図4】PR(1, 2, 1)チャネルのトレリス線図。

【図5】TAによる等化信号のレベル変動を示す概念図。

【図6】PR(1, 2, 1)チャネルのインパルス応答を示す図。

【図7】本発明の第1実施例におけるデジタル記録再生装置の非線形歪・TA補償回路の構成図。

【図8】本発明の第2実施例におけるデジタル記録再生装置の非線形歪・TA補償回路の構成図。

【図9】本発明の第3実施例におけるデジタル記録再



生装置の非線形歪・TA補償回路の構成図。

【図10】MRヘッドにおいて波形の上下非対称性が生じる原理を示す説明図。

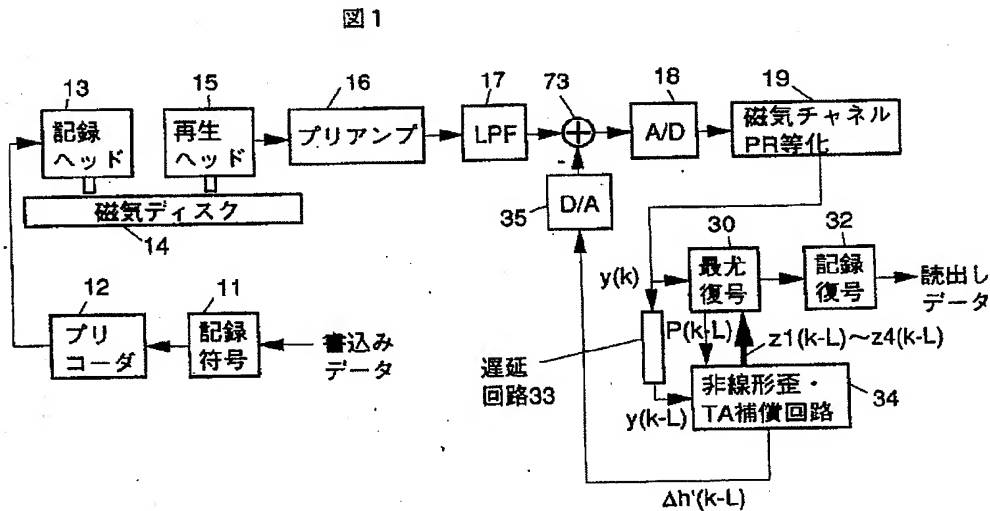
【図11】本発明の実施例におけるEPR4チャネルを示すトレリス線図。

【符号の説明】

11, 21…記録符号化部、12, 22…プリコード、13…記録ヘッド、14…磁気ディスク、15…再生ヘッド、16, 26…プリアンプ、17, 27…LPF、18, 28…A/D変換器、19…磁気チャネルPR等\*10

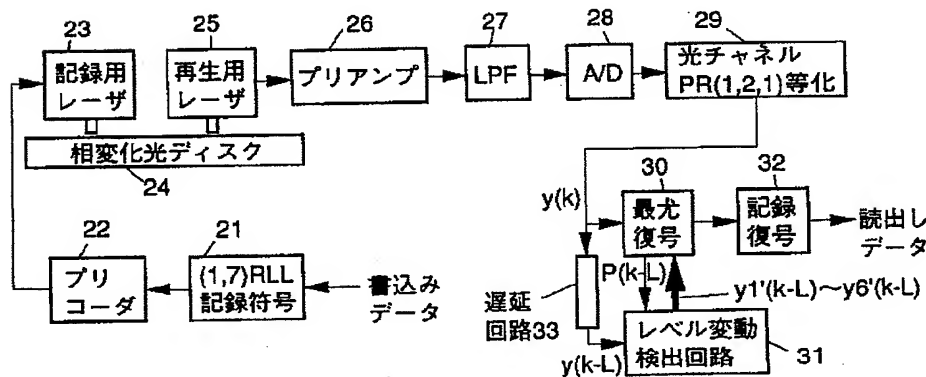
\*化器、29…光チャネルPR(1, 2, 1)等化器、30…最尤復号器、31…レベル変動検出回路、32…記録復号部、33…遅延回路、341…理想等化出力発生回路、311, 342…セクタ回路、312…メモリ回路、312a~312f…シフトレジスタ回路、313, 313a~313f…代表値演算回路、314, 343…平均化回路、314a~314c, 343a~343e…平均化LPF、315…加算器、316…乗算器、35…D/A変換器。

【図1】

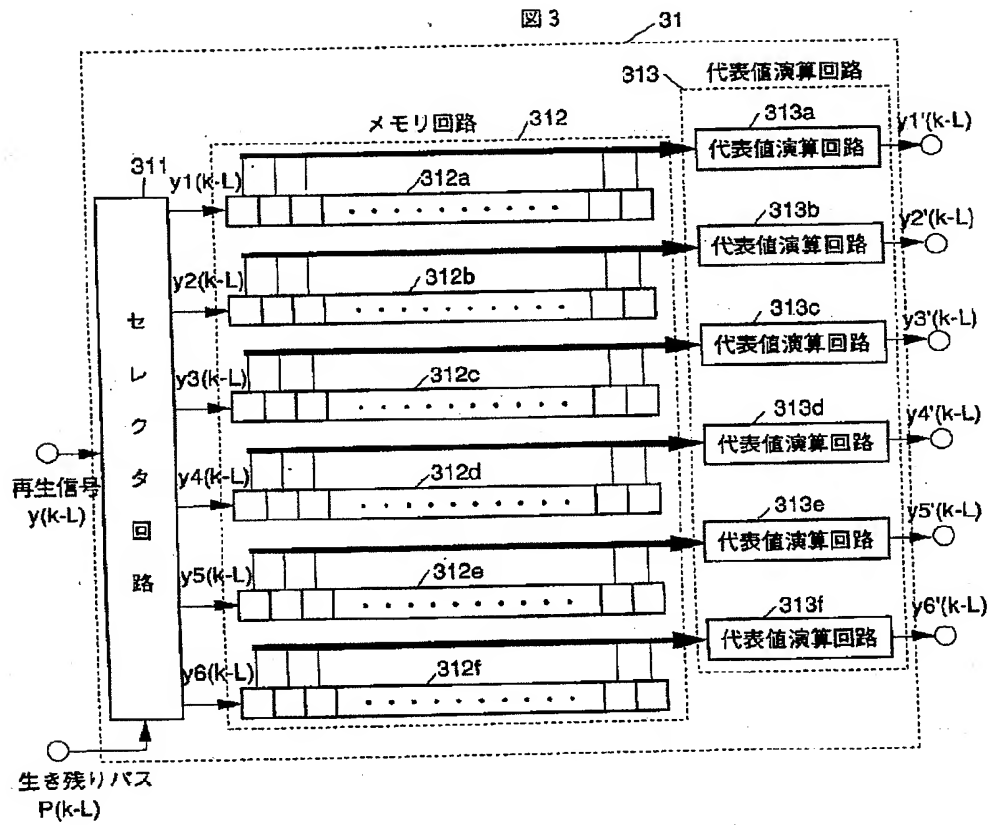


【図2】

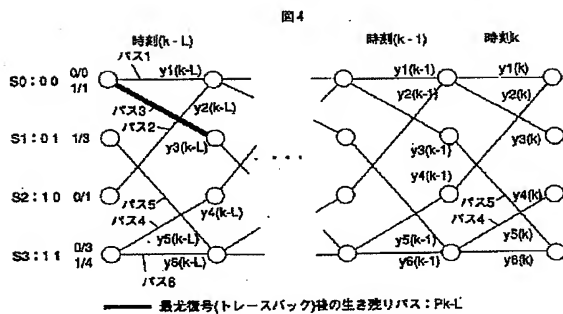
図2



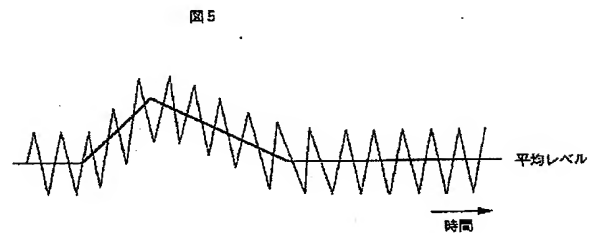
【図3】



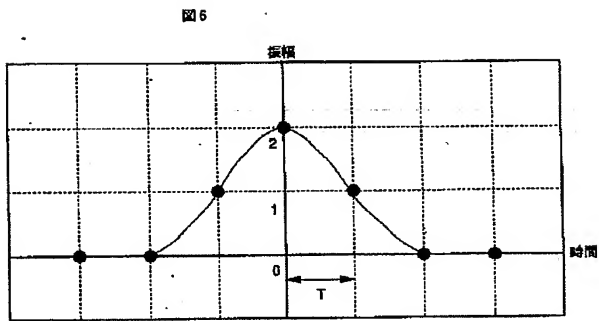
【図4】



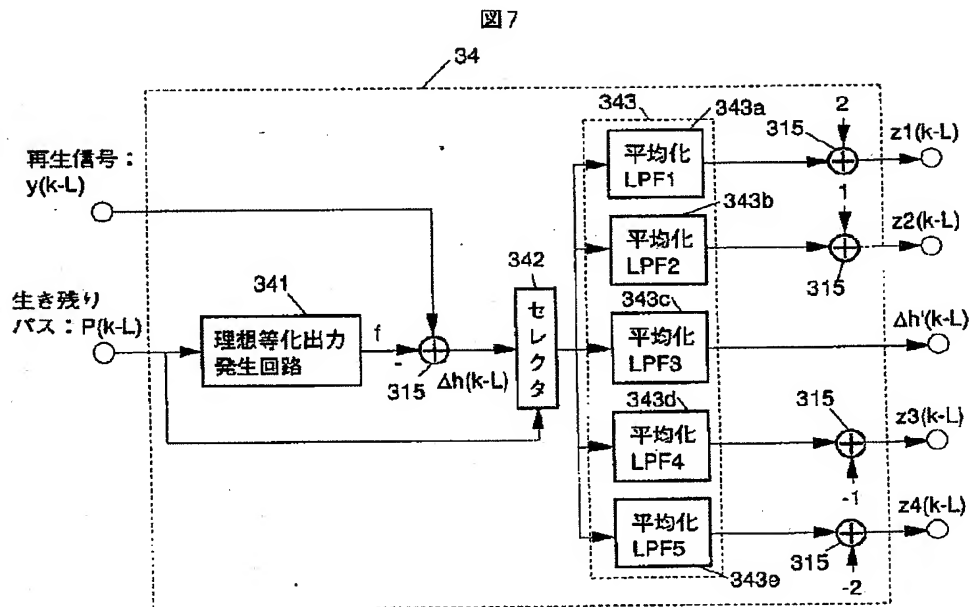
【図5】



【図6】

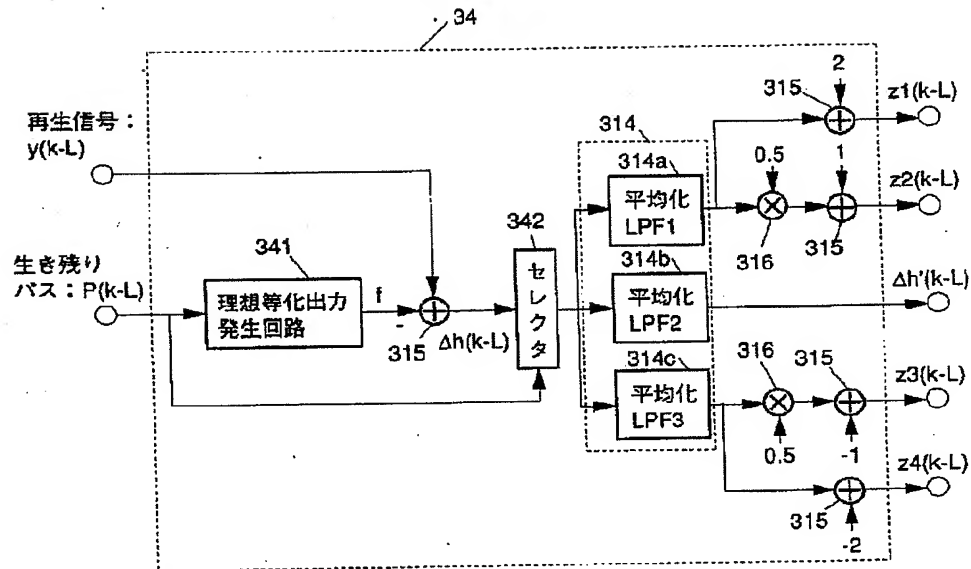


【図7】



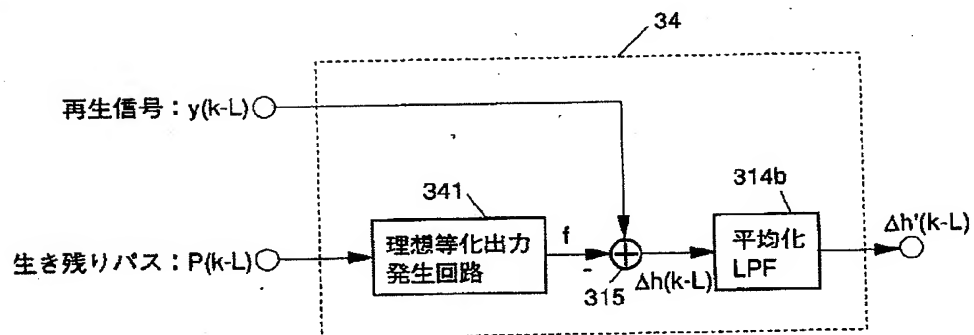
【図 8】

図 8

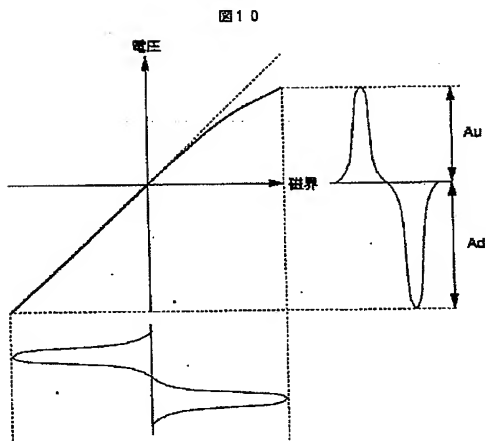


【図 9】

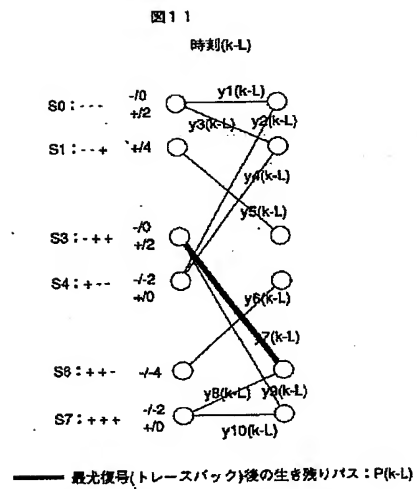
図 9



【図10】



【図11】



フロントページの続き

(72)発明者 佐藤 直喜  
神奈川県小田原市国府津2880番地 株式会  
社日立製作所ストレージシステム事業部内

【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載  
 【部門区分】第6部門第4区分  
 【発行日】平成13年10月26日(2001.10.26)

【公開番号】特開平9-330565  
 【公開日】平成9年12月22日(1997.12.22)  
 【年通号数】公開特許公報9-3306  
 【出願番号】特願平8-148916  
 【国際特許分類第7版】

G11B 20/10 321  
 5/09 321

【F I】

G11B 20/10 321 A  
 5/09 321 A

【手続補正書】  
 【提出日】平成13年1月19日(2001.1.19)

【手続補正1】  
 【補正対象書類名】明細書  
 【補正対象項目名】特許請求の範囲  
 【補正方法】変更  
 【補正内容】  
 【特許請求の範囲】

【請求項1】記録媒体に記録された信号を再生する記録再生手段と、前記記録再生手段から再生されたアナログ信号をデジタル信号に変換するA/D変換手段と、前記デジタル信号をパルスレスポンス応答波形に等化するPR等化手段と、前記PR等化手段により得られた再生信号を用いて最尤復号を行う手段と、前記最尤復号手段により得られた結果を記録復号化してもとのデータを復元する手段と、前記最尤復号の出力信号が入力される非線形歪・TA補償手段と、前記等化出力を一定時間遅延させ該非線形歪・TA補償手段に出力する遅延手段とを備え、前記非線形歪・TA補償手段は、前記前記最尤復号手段より得られた生き残りバス情報と前記遅延手段により一定時間遅延された再生信号であって前記生き残りバス情報に対応する再生信号とを用いて理想等化出力を求める手段と、前記再生信号と理想等化出力との誤差を求めこれを前記生き残りバスによって分類する手段と、前記分類された信号をそれぞれ平均化することにより非線形歪を考慮したメトリック演算のための基準信号とレベル変動成分とを得る手段とを備えることを特徴とするデジタル磁気記録再生装置。

【請求項2】前記非線形歪・TA補償手段より出力されたレベル変動成分の期待値をアナログ信号に変換するD/A変換手段と、前記A/D変換手段の入力側で該A/D変換手段への入力信号から前記アナログ信号に変換されたレベル変動成分の期待値を差し引く手段とを有することを特徴とする請求項1に記載のデジタル磁気記録再生装置。

【請求項3】請求項2に記載された非線形歪・TA補償手段において、前記平均化手段により得られた信号の各出力にそれぞれ対応する前記理想等化出力を加算することでメトリック演算のための基準信号を得るようにしたことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

【請求項4】請求項2に記載された非線形歪・TA補償手段において、前記理想等化出力の最大レベルに相当する信号の平均化出力に適切な重み付け係数を乗じること、前記理想等化出力の中間レベルに含まれる非線形歪の平均的な大きさを補間演算する手段を設け、それぞれ対応する前記理想等化出力を加算することでメトリック演算のための基準信号を得るようにしたことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。

【請求項5】請求項2において、前記再生信号と理想等化出力との誤差信号を平均化し、これをレベル変動成分として出力する手段のみで構成したことを特徴とする非線形歪・TA補償回路、及びこれを用いたデジタル磁気記録再生装置。